

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-009503

(43)Date of publication of application : 11.01.2002

(51)Int.Cl.

H01P 1/203  
H01P 1/205  
H01P 1/213  
H01P 7/08  
H04B 1/50

(21)Application number : 2000-191639

(71)Applicant : MURATA MFG CO LTD

(22)Date of filing : 26.06.2000

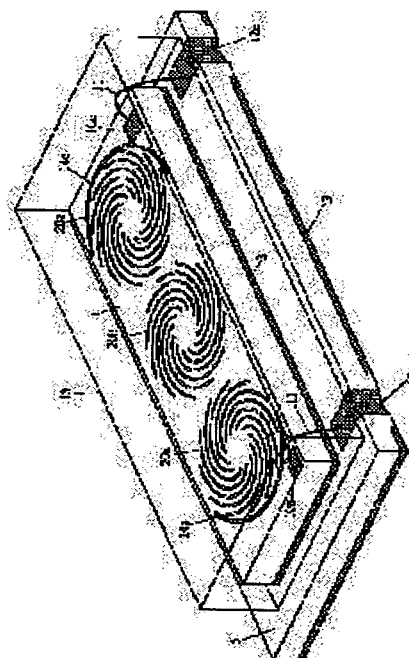
(72)Inventor : OTA MITSUAKI  
HIDAKA AOJI  
FUJII HIROO  
ABE MAKOTO

## (54) FILTER, DUPLEXER AND COMMUNICATION UNIT

## (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a filter or a duplexer that can very effectively suppress a power loss by an edge effect of a line with a desired filter characteristic and can entirely be downsized and to provide a communication unit provided with the filter or the duplexer.

SOLUTION: Multiple spiral lines 20a, 20b, 20c are placed on an upper side of a dielectric board 1 and a ground electrode 3 is formed on a lower side to configure a 3-stage multiple spiral resonator. The 1st stage provides a right-handed rotatory resonator and the 2nd and 3rd stages provide left-handed rotatory resonators. Thus, an attenuation pole is produced on the high frequency side of the pass band.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

01.04.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開 2002-9503

(P 2002-9503A)

(43) 公開日 平成14年1月11日 (2002. 1. 11)

(51) Int. Cl. 7	識別記号	F I	テマコード (参考)
H 0 1 P	1/203	H 0 1 P	1/203
	1/205		1/205
	1/213		1/213
	7/08		7/08
H 0 4 B	1/50	H 0 4 B	1/50
審査請求 未請求 請求項の数 6		OL (全 18 頁)	

(21) 出願番号 特願2000-191639 (P2000-191639)

(22) 出願日 平成12年6月26日 (2000. 6. 26)

(71) 出願人 000006231

株式会社村田製作所

京都府長岡京市天神二丁目26番10号

(72) 発明者 太田 充昭

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式  
会社村田製作所内

(72) 発明者 日高 青路

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式  
会社村田製作所内

(74) 代理人 100084548

弁理士 小森 久夫

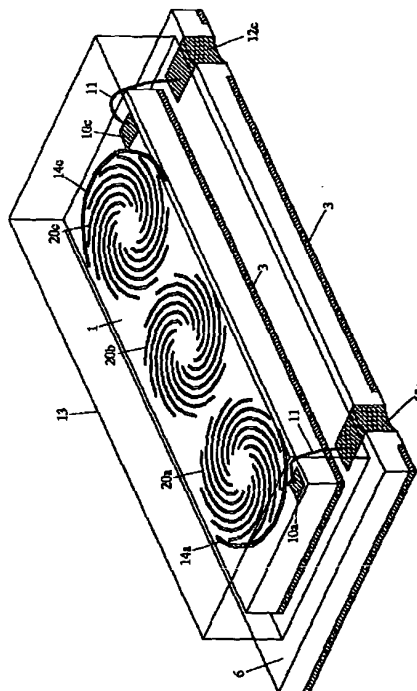
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 フィルタ、デュプレクサおよび通信装置

(57) 【要約】

【課題】 線路の縁端効果による電力損失を極めて効果的に抑え、全体により小型化を可能とし、且つ所望のフィルタ特性を有するフィルタまたはデュプレクサを構成し、それらを備えた通信装置を構成する。

【解決手段】 誘電体基板 1 の上面に、多重スパイラル線路 20 a, 20 b, 20 c を配置し、下面にグランド電極 3 を形成し、3 段の多重スパイラル共振器を構成するが、1 段目は右旋共振器、2 段目と 3 段目は左旋共振器とする。これにより、通過帯域の高域側に減衰極を生じさせる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 それぞれがスパイラル状を成す複数の線路の集合体であって、該複数の線路のうち少なくとも一部の線路の両端を、基板上の所定点の周囲で前記集合体の実質的な内周上と外周上にそれぞれ分布させて、前記複数の線路を互いに交差しないように配置して成る共振器を、少なくとも3組配列するとともに、少なくとも1つの共振器における前記スパイラル状の線路の旋回方向を、他の共振器における前記スパイラル状の線路の旋回方向とは逆にしたフィルタ。

【請求項2】 それぞれがスパイラル状を成す複数の線路の集合体であって、該複数の線路のうち少なくとも一部の線路の両端を、基板上の所定点の周囲で前記集合体の実質的な内周上と外周上にそれぞれ分布させて、前記複数の線路を互いに交差しないように配置して成る共振器を、少なくとも3組配列し、入出力部を設けてフィルタを構成するとともに、少なくとも1つの共振器における前記複数の線路が分布する内周部に結合用手段を設け、該結合用手段を介して前記内周部と前記入出力部との間を結合させたフィルタ。

【請求項3】 請求項1または2に記載のフィルタを送信フィルタもしくは受信フィルタとして、またはその両方のフィルタとして設けて成るデュプレクサ。

【請求項4】 それぞれがスパイラル状を成す複数の線路の集合体であって、該複数の線路のうち少なくとも一部の線路の両端を、基板上の所定点の周囲で前記集合体の実質的な内周上と外周上にそれぞれ分布させて、前記複数の線路を互いに交差しないように配置して成る共振器を、複数組配列して送信フィルタと受信フィルタを構成するとともに、前記送信フィルタを構成する共振器における前記スパイラル状の線路の旋回方向と受信フィルタを構成する共振器における前記スパイラル状の線路の旋回方向とを互いに逆向きにしたデュプレクサ。

【請求項5】 請求項2に記載のフィルタを、前記送信フィルタと受信フィルタのうちの一方のフィルタとし、それぞれがスパイラル状を成す複数の線路の集合体であって、該複数の線路のうち少なくとも一部の線路の両端を、基板上の所定点の周囲で前記集合体の実質的な内周上と外周上にそれぞれ分布させて、前記複数の線路を互いに交差しないように配置して成る共振器を、少なくとも3組配列し、該少なくとも3組の共振器におけるスパイラル状の線路の旋回方向が3組で同一であるフィルタを他方のフィルタとした請求項3に記載のデュプレクサ。

【請求項6】 請求項1もしくは2に記載のフィルタ、または請求項3～5のうちのいずれかに記載のデュプレクサを備えて成る通信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、無線通信や電磁

波の送受信に利用される、たとえばマイクロ波帯やミリ波帯におけるフィルタ、デュプレクサおよび通信装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 マイクロ波帯やミリ波帯で用いられる、小型化可能な共振器として、特開平2-96402号公報にスパイラル共振器が示されている。このスパイラル共振器は、共振器線路をスパイラル形状とすることによって、同一占有面積内に長い共振線路を構成して、全体に小型化が図ったものである。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】 ところで、上記従来の共振器は、1つの半波長線路にて1つの共振器を構成したものであった。したがって、従来の共振器は電気エネルギーが集中して蓄積される領域と磁気エネルギーが集中して蓄積される領域とがそれぞれ誘電体基板の特定の領域に分離されて偏在する。具体的には、半波長線路の開放端部近傍に電気エネルギーが蓄積され、半波長線路の中央部近傍に磁気エネルギーが蓄積される。

【0004】 このような、1つのマイクロストリップ線路により構成される共振器では、マイクロストリップ線路が本質的に持つ縁端効果による特性劣化を免れないという難点があった。すなわち線路の断面を見た場合に、線路の縁端部（幅方向の両端、および厚み方向の上端・下端）に電流が集中する。仮に、線路の膜厚を厚くしても、電流集中の生じる縁端部が広がる訳ではないため、縁端効果による電力損失の問題は必ず生じる。

【0005】 このような線路の縁端効果による電力損失を極めて効果的に抑え、しかも全体により小型化できるようにしたものとして、特願平11-099850号を本願の出願人は出願している。

【0006】 この発明の目的は、上記縁端効果による電力損失を極めて効果的に抑え、全体により小型化を可能とするとともに、所望のフィルタ特性を容易に得られるようにしたフィルタ、デュプレクサ、およびそれらを備えた通信装置を提供することにある。

## 【0007】

【課題を解決するための手段】 上記目的を達成するために、この発明に係るフィルタは、それぞれがスパイラル状を成す複数の線路の集合体であって、該複数の線路のうち少なくとも一部の線路の両端を、基板上の所定点の周囲で前記集合体の実質的な内周上と外周上にそれぞれ分布させて、前記複数の線路を互いに交差しないように配置して成る共振器を、少なくとも1つの共振器における前記スパイラル状の線路の旋回方向を、他の共振器における前記スパイラル状の線路の旋回方向とは逆にする。この構造により、帯域通過フィルタとして用いる場合の、通過域の高域側または低域側に対して任意に減衰極を形成する。

【0008】 また、それぞれスパイラル状の複数の線路

の両端を、基板上の所定点の周囲で実質的な内周上と外周上とにそれぞれ分布させて、前記複数の線路を互いに交差しないように配置して成る共振器を、少なくとも3組配列するとともに、少なくとも1つの共振器の前記複数の線路の分布する内周部と入出力部との間を容量結合させる。この構造により、やはり通過域の高域側または低域側に対して任意に減衰極を形成する。

【0009】また、この発明に係るデュプレクサは、上記フィルタを送信フィルタもしくは受信フィルタとして、またはその両方のフィルタとして設けて構成する。これにより、通過帯域を確保するとともに、挿入損失を低減させ、全体に小型化を図るとともに、送信帯域と受信帯域の隣接域における干渉を確実に防止できるようにする。

【0010】また、この発明に係るデュプレクサは、送信フィルタを構成する共振器の線路の旋回方向と受信フィルタを構成する共振器の線路の旋回方向とを逆向きとする。これにより送信フィルタと受信フィルタ間のアイソレーションを向上させる。

【0011】また、それぞれスパイラル状の複数の線路を分布させた共振器を、少なくとも3組配列するとともに、少なくとも1つの共振器の複数の線路の分布する内周部と入出力部との間を容量結合させて成るフィルタを上記送信フィルタまたは受信フィルタのうち一方のフィルタとし、それぞれ同一方向に旋回するスパイラル状の複数の線路を分布させた共振器を、少なくとも3組配列して成るフィルタを他方のフィルタとしてデュプレクサを構成する。

【0012】この構造により通過帯域の低域側に減衰極が生じるフィルタと、通過帯域の高域側に減衰極が生じるフィルタとを組み合わせたデュプレクサを得る。

【0013】この発明の通信装置は、上記フィルタまたデュプレクサを用いて構成する。これにより、全体の小型化を図るとともに高周波送受信部の挿入損失を低減し、隣接帯域間の干渉を防止して、雑音特性、伝送速度などの通信品質を向上させる。

【0014】

【発明の実施の形態】まず、この発明の共振器の原理について図1～図4を参照して説明する。図1の(B)は共振器の構成を示す上面図、(C)は断面図、(D)は部分拡大断面図である。誘電体基板1の下面には全面のグラウンド電極3を形成して、上面にはそれぞれ合同である、両端開放のスパイラル状の8本の線路2を、互いに交差しないように、それぞれの線路の一端と他端を基板上の所定点(中心点)の周囲に配置している。

(A)はそれらの8本の線路のうち1つの線路を代表的に示している。これらの線路の幅は表皮深さに略等しい幅としている。以下、このようなスパイラル状線路の集合体を「多重スパイラル線路」と言う。

【0015】図2は図1に示した8本の線路の形状を極

座標のパラメータを用いて示したものである。この例では8本の線路のそれぞれの内周端の動径 $r_1$ および外周端の動径 $r_2$ は一定であり、それぞれの端部の角度方向の位置を等間隔に配置している。任意の動径における線路の左端の角が $\theta_1$ 、右端の角が $\theta_2$ であるとき、1つの線路の角幅を $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$ で表す。ここで線数 $n = 8$ であるので、1つの線路の角幅 $\Delta\theta$ を $\Delta\theta \leq 2\pi/8 (= \pi/4)$ ラジアンとの関係とする。また、任意の動径 $r_k$ における線路集合体全体の角幅 $\theta_w$ を $2\pi$ ラジアン以内とする。

【0016】これらの線路は相互誘導および静電容量により結合する。これらの多重スパイラル線路と誘電体基板1を挟んで対向するグラウンド電極3とによって1つの共振器として作用する。(以下、この共振器を「多重スパイラル共振器」という。)尚、上記 $r_1$ 、 $r_2$ は必ずしも一定である必要はなく、また等角度に配置しなくてもよく、さらには各線路が合同である必要もない。但し、特性面および製造の容易性の面で、 $r_1$ 、 $r_2$ を一定とし、合同の線路を等角度に配置する方が望ましい。

【0017】ここで、多重スパイラル共振器の等価回路を図17に示す。多重スパイラル共振器は、各スパイラル状の線路についてみた時、(A)に示すように、内周端と外周端とがそれぞれ開放された $1/2$ 波長共振器として表せる。また、(B)に示すように、各々の $1/2$ 波長共振器は左右の隣接する共振器と容量的且つ誘導的に結合して、隣合う2つの線路の結合回路としては

(B)に示すような分布定数回路となる。ここで、結合箇所がずれているのは、或る1つのスパイラル状線路と、それに隣接するスパイラル状線路との最短距離の位置がずれている状況を表している。多重スパイラル共振器の等価回路としては、(C)に示すように、複数の $1/2$ 波長線路が相互に結合した集合体として表すことができる。また、線数 $n$ の多重スパイラル共振器において、各線路に番号(1, 2, 3, ...,  $n-1$ ,  $n$ )を付与した時、周期的境界条件により、第 $n$ 線と第0線とは等価になる。

【0018】図3は、上記多重スパイラル線路における電磁界および電流の分布の例を示している。図3における上段は多重スパイラル線路の平面図であるが、個々の線路を分離せずに塗り潰して表している。同図の中段は線路の内周端と外周端におけるチャージが最大の瞬間における多重スパイラル線路のA-A部分の断面での電界および磁界の分布を示している。また、下段はその瞬間における同断面での各線路の電流密度および線路の間隙を通る磁界の $z$ 成分(紙面に垂直な方向)の平均値をそれぞれ示している。

【0019】ここで各線路をミクロ的に見れば、図に示すようにそれぞれの線路端部において電流密度が大きくなるが、動径方向の横断面で見たときに、1つのスパイラル状線路の左右両側に一定の間隔をおいて同程度の振幅

と位相を持った電流の流れる導体線路が配置されるため、縁端効果が緩和される。すなわち多重スパイラル線路を1つの線路と見た場合に、内周端と外周端が電流分布の節、中央が腹となるほぼ正弦波状に分布し、マクロ的には縁端効果が生じない。

【0020】図4は比較例であり、図3に示した各線路の線路幅を表皮深さの数倍の幅にまで広げた場合について示している。このように線路幅を広げると、図に示すように各導体の縁端効果による電流集中が顕在化し、損失低減効果は小さくなる。

【0021】さて、上記多重スパイラル共振器を考察する上で、その取扱いを容易にするために、これを単純化した等価回路を図18の(A)に示す。この等価回路は、内周端と外周端にそれぞれ相当する開放端を持つ1/2波長線路であるが、線路の特性インピーダンスは、内周端から外周端に向けて単調減少する特性を持つ。これは、外周部に近い程、隣接線路の電位が大きくなり、容量性が増大するためである。共振器におけるこの特性は共振器のサセプタンス・スロープが、内周でみたときよりも外周でみたときの方が大きいことを表している。

【0022】すなわち、同じ結合係数(または外部Q)を得る場合でも、内周よりも外周で容量結合するときの方が、より大きな容量値が必要であることを意味する。

【0023】内周と外周における、この条件を考慮することのできる回路として、(B)のような等価回路への変換が可能である。この等価回路は、C、L、Gの集中定数型並列共振回路に、周波数に依存しない2つの理想90°線路を直列に接続したものである。この2つの理想90°線路は、合わせて180°であり、内周と外周の電圧符号を反転させるとともに、サセプタンス・スロープを変換する役割を持つ。この並列共振回路の共振周波数 $\omega_0$ は(1)式、サセプタンス・スロープ $B_0$ は(2)式、 $Q_0$ は(3)式でそれぞれ与えられる。

【0024】並列共振回路のサセプタンス・スロープ $B_0$ を、外周でみたときのサセプタンス・スロープ $B_2$ に一致させた場合、2つの90°線路の特性インピーダンス $Z_1$ 、 $Z_2$ は(4)式および(5)式のように与えられる。ただし、 $Z_0$ は基準インピーダンスであり、50Ωに設定する。

【0025】図19は多重スパイラル共振器に対する外部結合の等価回路である。後述するように、多重スパイラル共振器の内周端で外部結合をとる場合、図18の(B)に示した等価回路において、内周端に集中定数の容量素子を接続する形式で、図19の(A)に示すような等価回路で表される。同様に多重スパイラル共振器の外周端で外部結合をとる場合には、(B)のように表現できる。このことから、外部結合を内周端でとるか外周端でとるかによって、共振器を励振する電圧の符号が反転することがわかる。

【0026】2つの多重スパイラル共振器を隣接配置し

たとき、段間結合の形態は電気的結合と磁気的結合の両方が存在する。このとき、多重スパイラル共振器における左旋と右旋の極性によって磁気結合係数の符号のみが反転するため、全体としての結合係数は、両者が協調するか相殺するかによって変化する。

【0027】このような状況は、図20に示すような、容量結合と相互誘導結合の両方を用いた等価回路によって表現できる。図20において、共振器は2つの90°線路からなる半波長線路で表している。電気的結合は開放端(電圧振幅の腹)における $\pi$ 型の容量結合回路で表し、磁気結合は短絡端(電流振幅の腹)におけるT型の相互誘導結合回路で表している。

【0028】これらの結合回路は、それぞれJインバータ値、Kインバータ値として(6)式および(7)式によって与えられる。それぞれの共振器の開放端および短絡端でみたときのスロープパラメータを( $B_{01}$ ,  $X_{01}$ )、( $B_{02}$ ,  $X_{02}$ )とすると、電気結合係数 $k_c$ と磁気結合係数 $k_L$ はこれらの値を用いて(8)式および(9)式のように表現される。また、全体としての結合係数 $k$ は(10)式のように、両者の符号を含めた和として表現される。

【0029】このように電気結合係数と磁気結合係数の和として、隣接共振器間の全体としての結合係数が表現できることから、等価回路においても、容量結合か相互誘導結合かのいずれか一方に統一した表現ができる。図21の(A)は図20の等価回路を変換して容量結合のみによって表したものである。このときの容量値は磁気結合による部分を含めた実効値であり、(11)式によって求められる。

【0030】最終的に、結合した多重スパイラル共振器の等価回路は図21の(B)のように表現できる。実効的な容量値を計算する上で必要な磁気結合係数の極性による符号の選び方は次のとおりである。

【0031】

〔表1〕

極性	符号
左 左	$k_L > 0$
右 右	$k_L > 0$
左 右	$k_L < 0$
右 左	$k_L < 0$

これまでに示した共振器の等価回路(図18の(B))、外部結合の等価回路(図19の(A)、(B))および段間結合の等価回路図21の(B)を用いて、内周/外周外部結合の区別および左旋/右旋の極性を反映したフィルタの等価回路の例を図22に示す。この例では、端子-1と初段の共振器との結合、および

端子-2と終段の共振器との結合はそれぞれ多重スパイラル共振器の外周部での容量結合とし、端子-2と2段目の共振器とはその内周部の容量を介して飛び結合させている。なお、この例では、初段と終段における直列に接続された2つの理想 $90^\circ$ 線路は、内周端での結合を持たないので、削除しても等価な特性が与えられる。

【0032】以降、具体的な例を挙げて、説明する。まず、この発明の第1の実施形態であるフィルタの構成を図5を参照して説明する。図5はフィルタ全体の斜視図である。但し、図においてはキャップ13を透視して描いている。図5において、1は $\text{LaNbO}_3$ 、(Zr, Sn) $\text{TiO}_4$ 、Ti酸Ba系などの高誘電率基板であり、その上面に3つの多重スパイラル線路を配列形成することにより、3つの多重スパイラル共振器を構成している。この3つの共振器のうち、両側の多重スパイラル線路の配置領域の外周部に、各スパイラル状線路の外周端との間に静電容量を生じさせる外周結合電極14a、14cをそれぞれ形成している。さらに、誘電体基板1の上面にはボンディングパッド10a、10cを形成している。この誘電体基板1の下面には略全面のグランド電極3を形成している。また、6はアルミナ基板やガラスエポキシ基板などの絶縁性基板であり、その上面から端面を経て下面に延びる入出力端子12a、12cを形成している。この基板6の下面には、入出力電極12a、12cの形成領域を避けて略全面にグランド電極3を形成している。

【0033】上記誘電体基板1は基板6の上面に導電性ペーストまたは半田などによって接着固定している。誘電体基板1のボンディングパッド10a、10cと、基板6に設けた入出力電極12a、12cの上面との間は、それぞれボンディングワイヤー11によって接続している。基板6の上面には、誘電体基板1およびボンディングワイヤー部分を被うように、金属製キャップ13を絶縁性の接着剤により接合している。これにより、全体を電磁界シールドしている。

【0034】上記多重スパイラル線路20a、20b、20c、誘電体基板1、およびグランド電極3は、3段の多重スパイラル共振器を構成する。この例では、入出力端子12aを信号の入力部、入出力端子12cを信号の出力部として用いる。1段目の共振器の多重スパイラル線路20aの各線路は、内周から外周にかけて右方向に旋回している。以下この構造の共振器を「右旋共振器」と呼ぶ。これに対して、2段目と3段目の共振器の多重スパイラル線路の各線路は、内周から外周にかけて左方向に旋回としている。以下、この構造の共振器を「左旋共振器」と呼ぶ。

〔表2〕

ギャップg	組合せ	結合係数	電界結合係数	磁界結合係数
-------	-----	------	--------	--------

\*【0035】ここで、多重スパイラル共振器同士の結合の仕方について図14および図15を参照して説明する。図14は、左旋共振器同士の結合に仕方について示している。また図15は左旋共振器と右旋共振器との結合に仕方について示している。

【0036】左旋共振器同士の場合、電磁界の向きが図14の(A)に示す向きである時、共振器間は、「電界結合あり」且つ「磁界結合あり」の状態となる。また、電磁界が(B)に示す向きである時、共振器間は、「電界結合なし」且つ「磁界結合なし」の状態となる。すなわち電界結合 $k_c$ と磁界結合 $k_l$ とが協調して、左旋共振器同士の結合係数 $k_{LL}$ は、 $k_{LL} > 0$ となる。

【0037】左旋共振器と右旋共振器との間の結合については、電磁界の向きが図15の(A)に示す向きである時、共振器間は、「電界結合あり」且つ「磁界結合なし」の状態となり、電磁界が(B)に示す向きである時、「電界結合なし」且つ「磁界結合あり」の状態となる。すなわち、電界結合と磁界結合とが相殺されて、 $k_c < k_l$ であるため、左旋共振器と右旋共振器との結合係数 $k_{LR}$ は、 $k_{LR} < 0$ となる。図5に示した構造によれば、①1段目の共振器と2段目の共振器との間の結合係数 $k_{12}$ 、②2段目の共振器と3段目の共振器との間の結合係数 $k_{23}$ 、および③1段目の共振器と3段目の共振器との間の結合係数 $k_{13}$ が存在する。ここで、①③は左旋共振器と右旋共振器との結合、②は左旋共振器と左旋共振器との結合であるため、 $k_{12}$ 、 $k_{13}$ と $k_{23}$ とは極性が異なる(符号が逆となる。)その結果、通過域の高域側に減衰極が生じる。

【0038】ここで、左旋共振器と右旋共振器との結合、および左旋共振器同士の結合について、その実験結果を図16を参照して説明する。図16の(A)は左旋共振器同士の配置、(B)は左旋共振器と右旋共振器との配置例を示している。また(C)は(B)におけるA-A部分の断面図である。ここで、スパイラル状線路の幅 $L$ を $1.3\mu\text{m}$ 、スペース幅 $S$ を $1.3\mu\text{m}$ 、線路の本数 $n$ を74本、各スパイラル状線路が内周から外周に至るまでの周回数 $C$ を3.6、各スパイラル状線路の内周から外周までの線路長 $L_{tot}$ を $9.1\mu\text{m}$ 、共振器の内径 $D_a$ を $116\mu\text{m}$ 、共振器の外径 $D_b$ を $1496\mu\text{m}$ とした。また、誘電体基板は、比誘電率が80のTi酸Ba系基板で、その厚みを $600\mu\text{m}$ とし、線路およびグランド電極は共にCu電極で、それらの厚みを $5\mu\text{m}$ とした。このような条件で、同図の(A)と(B)について、共振器間ギャップ $g$ を変化させた時の結合係数は次のとおりとなった。

【0039】

\*

9			10
27	左旋-左旋	6.24	1.44
27	左旋-右旋	-3.37	4.81
35	左旋-左旋	5.79	1.34
35	左旋-右旋	-3.11	4.45

表2に示すように、共振器間ギャップ $g$ が $27\mu\text{m}$ の時、左旋共振器同士の結合係数 $k_{LL}$ は $6.24\%$ 、左旋共振器と右旋共振器との間の結合係数 $k_{LR}$ は $-3.37\%$ となった。ここで電界結合係数 $k_c$ は $(k_{LL} + k_{LR})/2$ で求められ、その値は $1.44\%$ となる。また磁界結合係数 $k_l$ は $(k_{LL} - k_{LR})/2$ で求められ、その値は $4.81\%$ となる。共振器間ギャップ $g$ が広くなると、左旋共振器同士の結合係数、左旋共振器と右旋共振器との間の結合係数はいずれも減少するが、両者の結合係数の極性はやはり異なる。

【0040】図5に示した例では、1段目の共振器が右旋、2、3段目の共振器が左旋共振器であったが、各共振器のスパイラル状線路の旋回方向を選択することによって、通過域の高域側または低域側に減衰極を任意に形成することができる。3段の共振器による帯域通過型フィルタの場合の、各共振器のスパイラル状線路の旋回方向による減衰極の位置の関係を次の表に示す。

【0041】

〔表3〕

1段目	2段目	3段目	減衰極位置
左旋	左旋	左旋	低域側
右旋	左旋	左旋	高域側
左旋	右旋	左旋	低域側
左旋	左旋	右旋	高域側
右旋	右旋	左旋	高域側
右旋	左旋	右旋	低域側
左旋	右旋	右旋	高域側
右旋	右旋	右旋	低域側

なお、ここでは3段の共振器による帯域通過型フィルタを例に挙げたが、4段以上の多段フィルタにも同様に適用できる。すなわち、4段以上の共振器を用いる場合にも、3段の共振器の組み合わせとして、通過域の高域側または低域側、さらにはその両方に減衰極を形成できる。

【0042】また、図5では、誘電体基板1側の電極と基板6側の電極とをボンディングワイヤーを介して接続したが、誘電体基板1の下面または基板6の上面にパンプを形成して、フリップチップ方式で基板6上に誘電体基板1を実装するようにしてもよい。

【0043】次に、第2の実施形態に係るフィルタの斜視図を図6に示す。図5に示したフィルタの場合と異なり、この例では、多重スパイラル線路20aによる1段目の共振器と多重スパイラル線路20cによる3段目の共振器をそれぞれ左旋共振器とし、多重スパイラル線路20bによる2段目の共振器を右旋共振器としている。図15などに示したように、左旋共振器と右旋共振器との結合は、左旋共振器同士の結合に比べて弱い

ため、図6に示した3段の共振器の隣接共振器間の結合は弱く、狭帯域の通過特性を得ることができる。因みに3段の共振器をすべて左旋共振器とした場合、通過帯域幅を狭くするには共振器と共振器との間隔を離さなければならず、その結果フィルタ全体のサイズが大型化してしまうが、この図6に示した構造によれば、全体に大型化することなく狭帯域化できる。

【0044】なお、図6の例では、左旋共振器→右旋共振器→左旋共振器の順に3段の共振器を配置したが、右旋共振器→左旋共振器→右旋共振器の順に配置しても同じ狭帯域特性が得られる。

【0045】図7は第3の実施形態に係るフィルタの斜視図である。この例では、3段の共振器をすべて左旋共振器とするとともに、2段目の共振器の多重スパイラル線路20bの中央部に、各スパイラル状線路の内周端との間に静電容量を生じさせる結合パッド9を形成している。そして、この結合パッド9と入出力端子12aとの間をボンディングワイヤー11を介して接続している。その他の構成は第1・第2の実施形態の場合と同様である。

【0046】この図7に示すフィルタの場合、信号入力部として用いる入出力端子12aと1段目の共振器との結合( $k_{01}$ )および信号出力部として用いる入出力端子12cと3段目の共振器との結合( $k_{34}$ )は、それぞれ多重スパイラル線路の外周部で行なわれるが、入出力端子12aと2段目の共振器との結合( $k_{02}$ )は多重スパイラル線路20bの内周部で行なわれる。多重スパイラル線路を構成する各スパイラル状線路は、長さが共振波長の略 $1/2$ であり、内周部と外周部では位相が $180^\circ$ 異なる。このため、外周部での結合による結合係数 $k_{01}$ 、 $k_{34}$ と、内周部での結合による結合係数 $k_{02}$ とは、極性が異なる(符号が逆となる。)その結果、通過帯域の高域側に減衰極が生じる。この減衰極の位置は、2段目の共振器の内周に設けた結合パッド9の直径、およびこの結合パッド9と多重スパイラル線路20bの内周端とのギャップを変化させることによって制御できる。すなわち、結合パッド9の直径を大きくして、多重スパイラル線路20bとの間の静電容量を大き

くすると、 $k_{02}$ が大きくなって、高域側にある減衰極が低周波側へ移動し、より通過帯域に近づくことになる。

【0047】図7に示した例の他にも、入出力と共振器とを内周で結合させるか、外周で結合させるかによって、減衰極を通過帯域の低域側または高域側の任意の位\*

〔表4〕

入力と1段目共振器 との結合箇所	出力と3段目共振器 との結合箇所	入力と2段目共振器 との結合箇所	減衰極位置
外周	外周	外周	低域側
外周	外周	内周	高域側
外周	内周	外周	低域側
内周	外周	外周	高域側
内周	内周	外周	高域側
内周	外周	内周	低域側
外周	内周	内周	高域側
内周	内周	内周	低域側

このように、入力端子と1段目の共振器との結合箇所、および入力端子と2段目の共振器との結合箇所が、共に内周または外周で同じである場合には、減衰極は通過帯域の低域側に生じる。また、上記2つの結合箇所が異なる場合には、減衰極は通過帯域の高域側に生じる。

【0049】なお、この例では3段の帯域通過型フィルタを例にしたが、4段以上の共振器を備える場合にも同様に適用できる。

【0050】次に、第4の実施形態に係るフィルタについて、図8および図9を参照して説明する。図8はフィルタの斜視図である。図7に示した例と異なり、2段目の共振器の多重スパイラル線路の内周端同士を接続するリング状の接続用電極8bを形成し、この接続用電極8bのさらに内側に、接続用電極8bとの間に静電容量を生じさせる結合パッド9を形成している。また、1段目と3段目の共振器の多重スパイラル線路の内周端同士を接続する円形の接続用電極8a、8cを形成している。図9は、接続用電極8a、8b、8cで多重スパイラル線路の内周端同士を接続した場合と、しない場合とについて、共振器のスプリアス特性を示している。この図に示すように、多重スパイラル線路の内周端同士を接続しない場合、2600MHz付近にスプリアスが生じている。多重スパイラル線路の内周端同士を接続した場合には、このスプリアスモードが抑圧されて、通過帯域(1850MHz付近)の高域側の減衰を大きくとることができる。

【0051】なお、図8の例では、3つの共振器のすべてについて、スパイラル状線路の内周端同士を接続したが、フィルタ構成する複数の共振器のうち、1つまたはいくつかについて、内周端同士を接続しても同様の効果

\*置に生じさせることができる。ここで3段の共振器について入出力と共振器間の結合箇所の組み合わせ、およびそれによって生じる減衰極の位置の関係を次の表に示す。

【0048】

が得られる。

【0052】次に、第5の実施形態に係るデュプレクサの構成を、図10に示す斜視図を参照して説明する。図10に示すように、誘電体基板1の上面には6つの多重スパイラル線路20a~20fを形成し、その下面にグラウンド電極3を形成して、6つの多重スパイラル共振器を構成している。そのうち、多重スパイラル線路20a、20b、20cによる3つの共振器を送信フィルタとして用い、残りの多重スパイラル線路20d、20e、20fによる3段の共振器を受信フィルタとして用いているようにしている。この誘電体基板1は、入出力端子12a、12c、12fを形成した基板6の上に実装し、外周結合電極および結合パッドと基板6上の入出力端子12a、12b、12cとの間をワイヤーボンディングしている。これにより、入出力端子12aを送信信号入力端子TX、入出力端子12cをアンテナ端子ANT、入出力端子12fを受信信号出力端子RXとしてそれぞれ用いる。

【0053】図10における送信フィルタ部分は、図8に示したフィルタと基本的に同じである。したがって、通過帯域の高域側に減衰極を有する特性を示す。また図10における受信フィルタ部分の3つの共振器はすべて左旋共振器とし、入出力を1段目と3段目の共振器の外周部でとっている。したがって、1段目と3段目の共振器間の結合係数 $k_{13}$ と、1段目と2段目の共振器間の結合係数 $k_{12}$ および2段目と3段目の共振器間の結合係数 $k_{23}$ とはそれぞれ同極性となって、通過帯域の低域側に減衰極が生じる。したがって、送信帯域が低域側、受信帯域が高域側にある通信システムにおいて、このデュプレクサを用いれば、送信フィルタの高域側減衰



極および受信フィルタの低域側減衰極によって、送信信号の受信部への回り込みが確実に防止できる。

【0054】図11は第6の実施形態に係るデュプレクサの斜視図である。図10に示したデュプレクサと異なり、この例では受信フィルタの各共振器を右旋共振器としている。すなわち、受信フィルタの各共振器の多重スパイラル線路の旋回方向を送信フィルタの各共振器の多重スパイラル線路の旋回方向とは逆としている。すでに述べたように、左旋共振器と右旋共振器間の結合係数は、左旋共振器同士または右旋共振器同士の結合係数に比べて小さいため、この図11に示した構造により送信フィルタと受信フィルタ間のアイソレーションが良好となる。

【0055】図12は第7の実施形態に係るデュプレクサの斜視図である。図11に示したデュプレクサの場合とは異なり、送信フィルタを構成する部分の誘電体基板を1tx、受信フィルタを構成する部分の誘電体基板を1rxとして、両者を分離している。この構造により、誘電体基板内を通る電界が誘電体基板1txと1rx間の空気層で遮断されるので、送信フィルタと受信フィルタ間のアイソレーションがさらに向上する。

【0056】なお、この送信フィルタの誘電体1txと受信フィルタの誘電体基板1rxとの間に金属壁を挟み込めば、さらにアイソレーションを高めることができる。

【0057】図13は通信装置の構成を示すブロック図である。ここでデュプレクサとしては図10～図12に示した構成のものを用いるか、デュプレクサを構成する受信フィルタまたは送信フィルタとして、第1～第4の実施形態で示した構成のフィルタを用いる。回路基板には送信回路と受信回路を構成し、デュプレクサの送信信号入力端子に送信回路が接続され、受信信号出力端子に受信回路が接続され、且つアンテナ端子にアンテナが接続されるように、上記回路基板上にデュプレクサを実装する。

【0058】

【発明の効果】この発明によれば、線路の縁端部における電流集中が極めて効率的に緩和されて、全体の電力損失が抑制されて、低挿入損失のフィルタまたはデュプレクサが得られる。しかも、帯域通過フィルタとして用いる場合の、通過域の高域側または低域側に対して任意に減衰極を形成することができる。

【0059】また、通過帯域の低域側に減衰極が生じるフィルタと、通過帯域の高域側に減衰極が生じるフィルタとを組み合わせたデュプレクサが構成でき、送信信号の受信回路への回り込みが確実に防止できる。

【0060】また、全体の小型化を図るとともに高周波送受信部の挿入損失を低減し、隣接帯域間の干渉を防止して、雑音特性、伝送速度などの通信品質を向上させた通信装置が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】多重スパイラル線路による共振器の構成を示す図

【図2】同線路のパターンを極座標から直角座標に変換して表した図

【図3】共振器の電磁界分布の例を示す図

【図4】他の共振器の電磁界分布の例を示す図

【図5】第1の実施形態に係るフィルタの構成を示す図

【図6】第2の実施形態に係るフィルタの構成を示す図

【図7】第3の実施形態に係るフィルタの構成を示す図

【図8】第4の実施形態に係るフィルタの構成を示す図

【図9】同共振器とその比較例のスプリアス特性を示す図

【図10】第5の実施形態に係るデュプレクサの構成を示す図

【図11】第6の実施形態に係るデュプレクサの構成を示す図

【図12】第7の実施形態に係るデュプレクサの構成を示す図

【図13】第8の実施形態に係る通信装置の構成を示す図

【図14】左旋共振器同士の結合の様子を示す図

【図15】左旋共振器と右旋共振器との結合の様子を示す図

【図16】隣接する2つの共振器の配置状態を示す図

【図17】スパイラル状線路および多重スパイラル共振器の等価回路図

【図18】多重スパイラル共振器の単純化した等価回路図

【図19】外部結合状態の多重スパイラル共振器の等価回路図

【図20】2つの半波長線路の段間結合の等価回路図

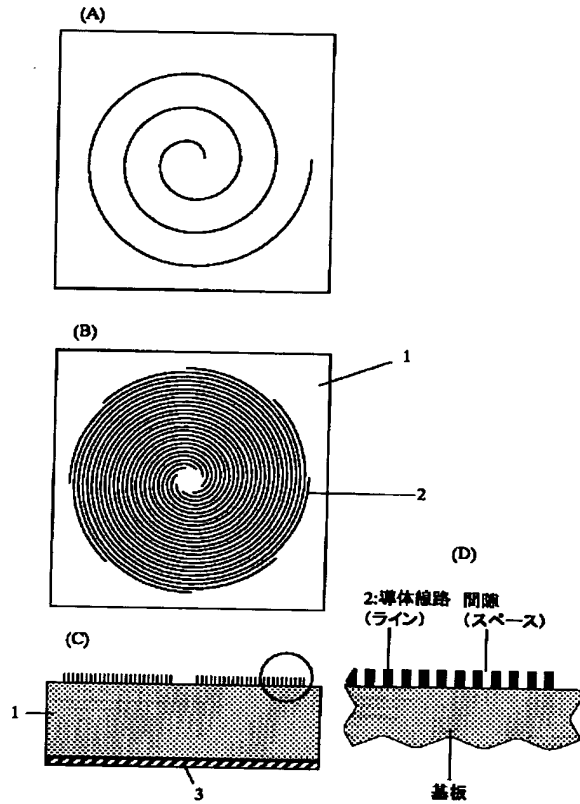
【図21】2つの半波長線路の容量結合で表した等価回路図および2つの多重スパイラル共振器が結合した状態の等価回路図

【図22】3段の多重スパイラル共振器によるフィルタの等価回路図

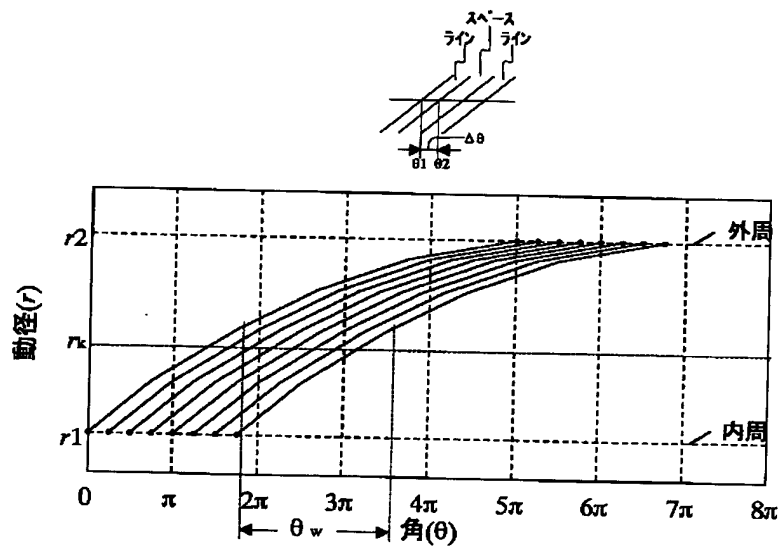
【符号の説明】

- 1－誘電体基板
- 3－グランド電極
- 6－基板
- 8－接続用電極
- 9－結合パッド
- 10－ボンディングパッド
- 11－ボンディングワイヤー
- 12－入出力端子
- 13－キャップ
- 14－外周結合電極
- 20－多重スパイラル線路

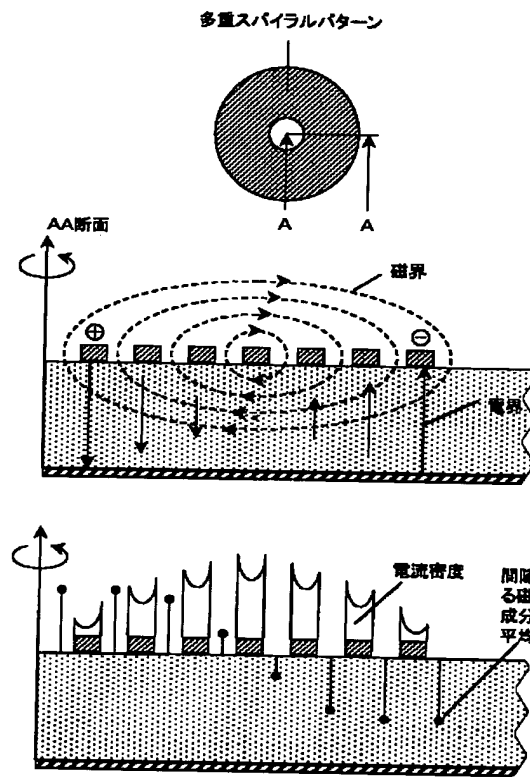
【図 1】



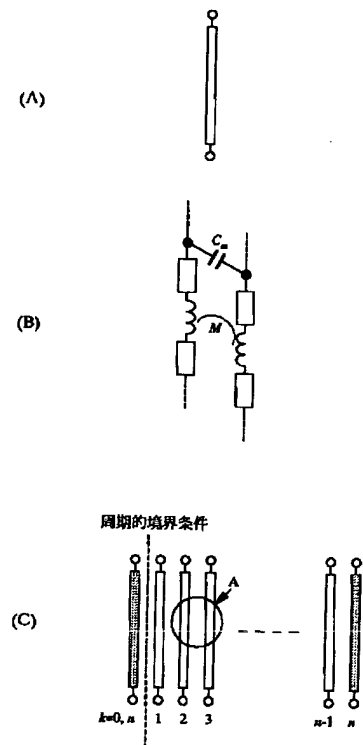
【図 2】



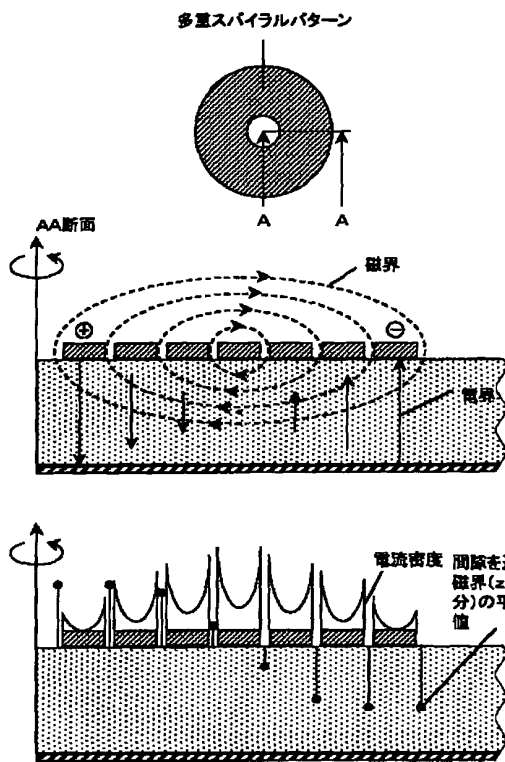
【図 3】



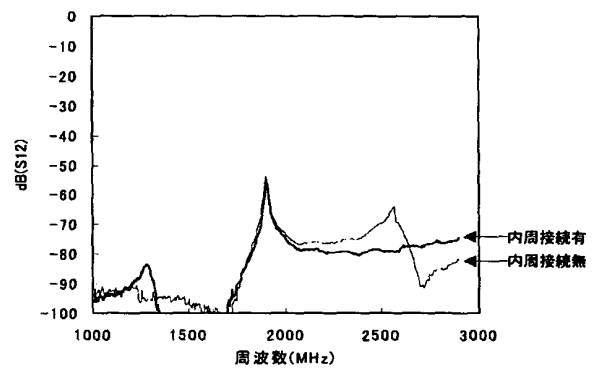
【図 17】



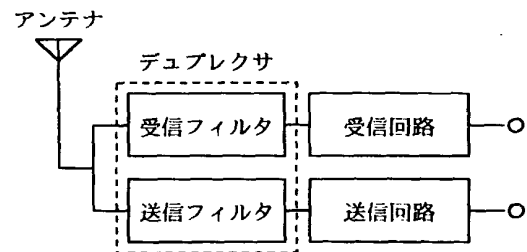
【図4】



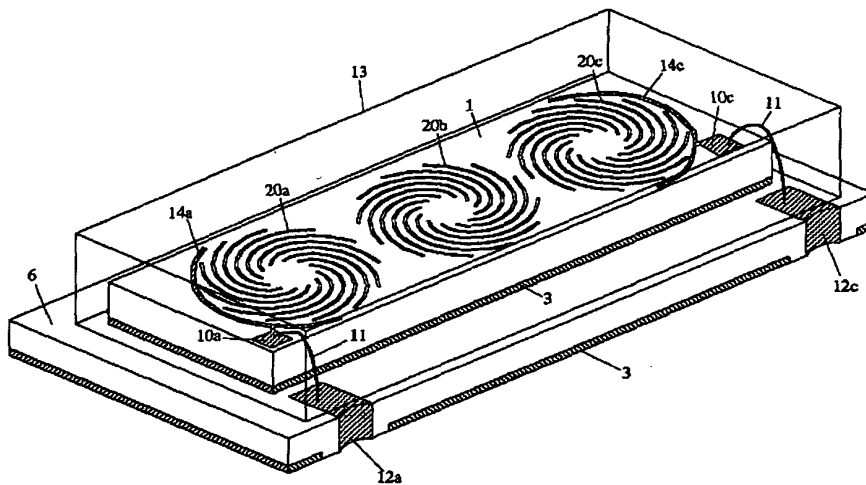
【図9】



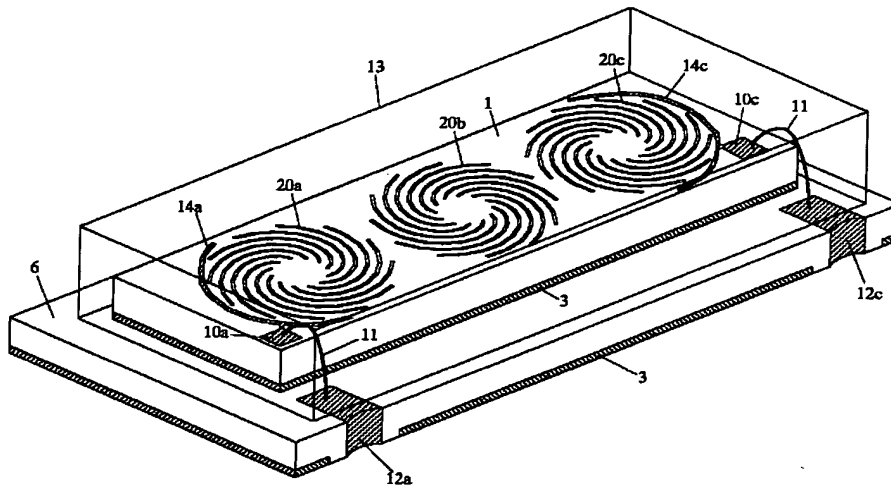
【図13】



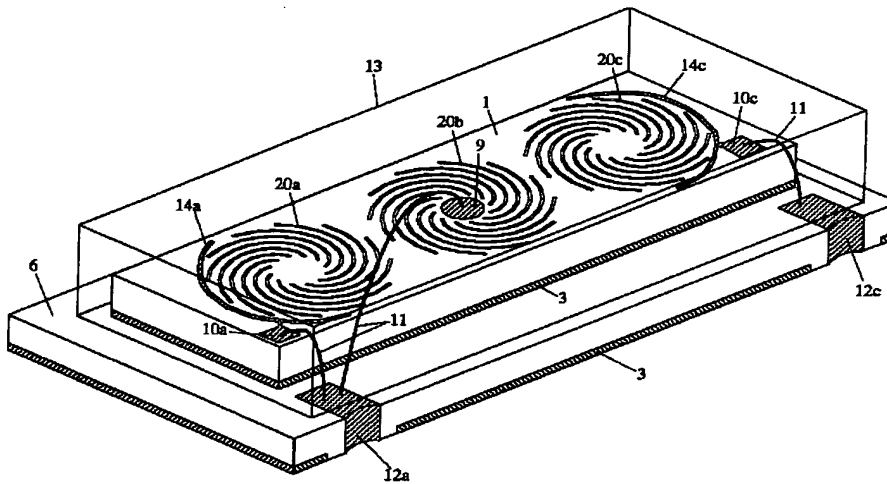
【図5】



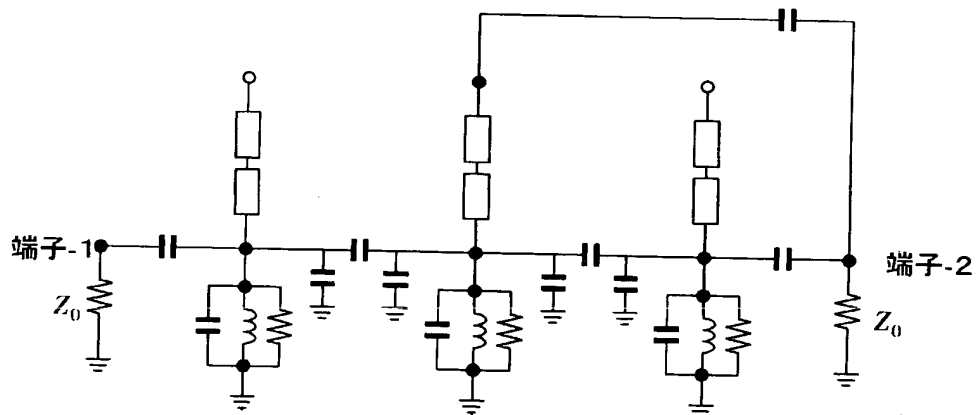
【図6】



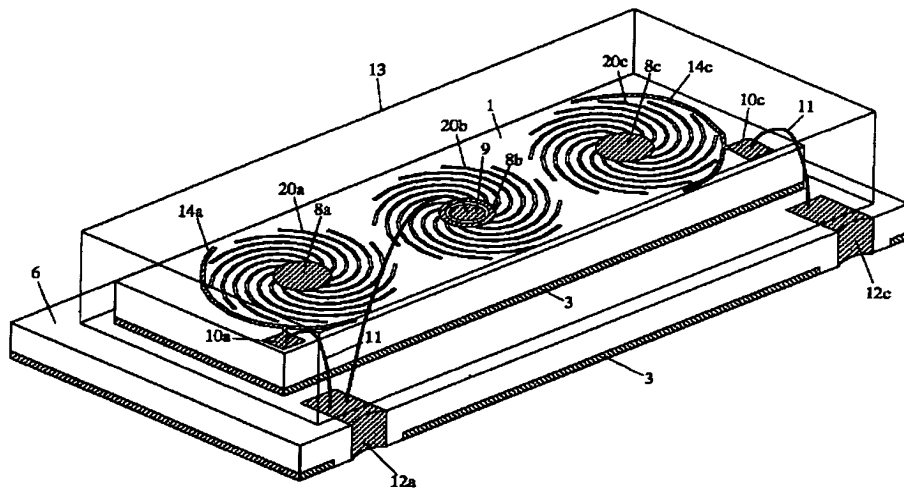
【図7】



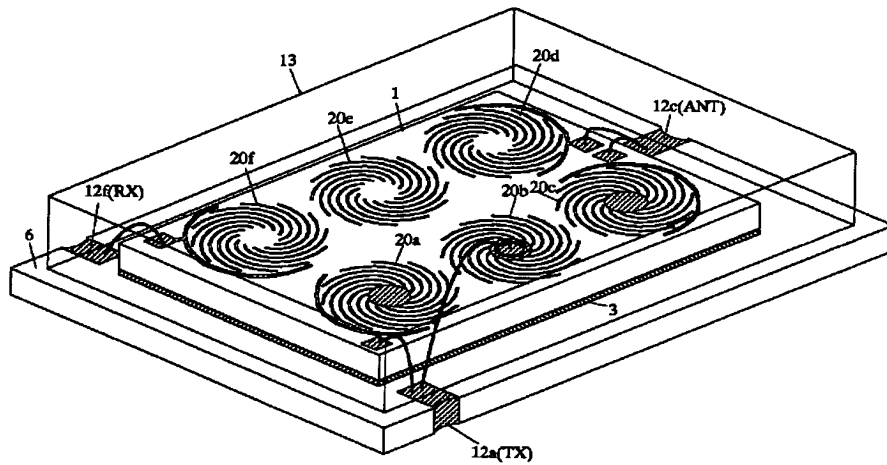
【図22】



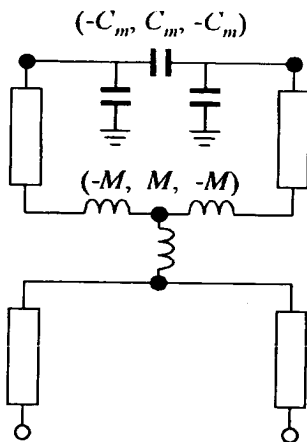
【図8】



【図10】



【図20】



$$J = \omega C_m \quad (6)$$

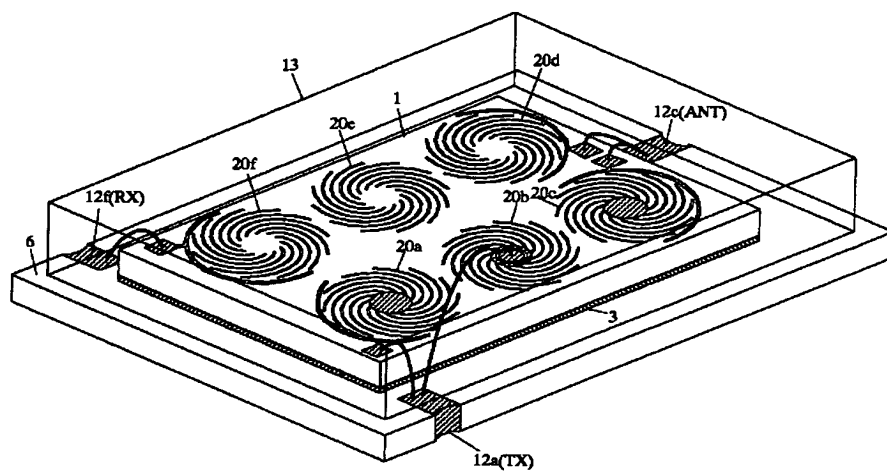
$$K = \omega M \quad (7)$$

$$k_c = \frac{\omega C_m}{\sqrt{B_{01} B_{02}}} \quad (8)$$

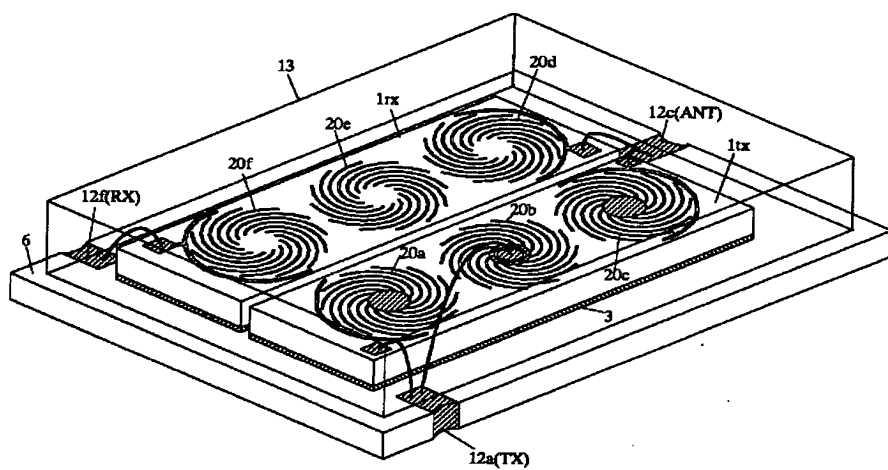
$$k_l = \frac{\omega M}{\sqrt{X_{01} X_{02}}} \quad (9)$$

$$k = k_c + k_l \quad (10)$$

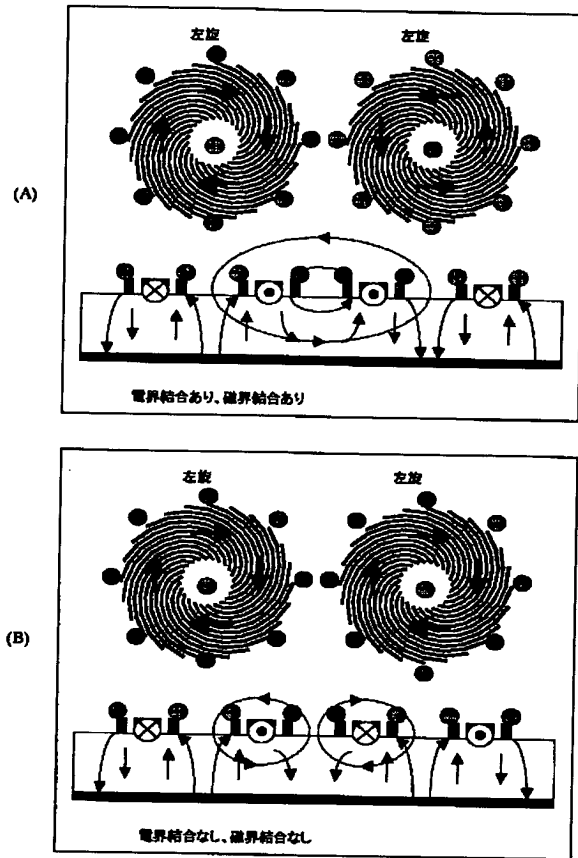
【図11】



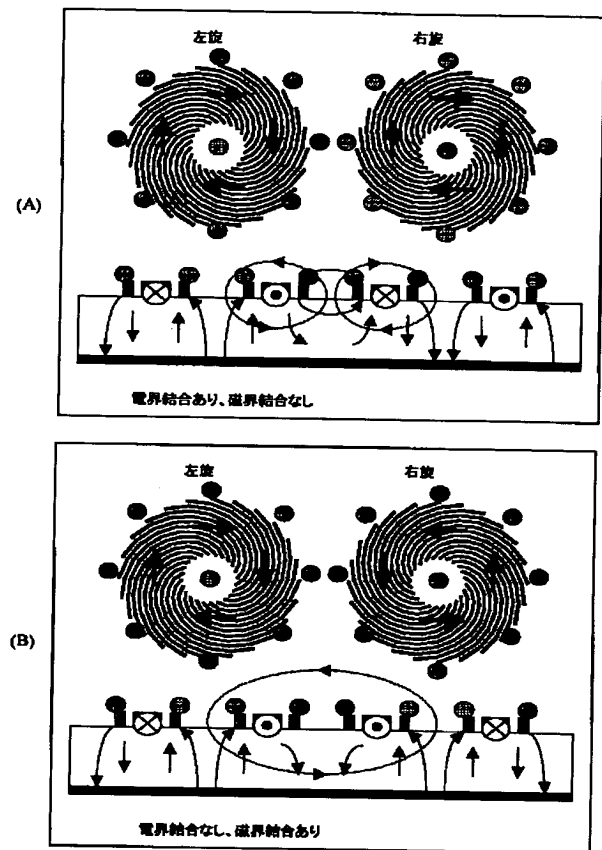
【図12】



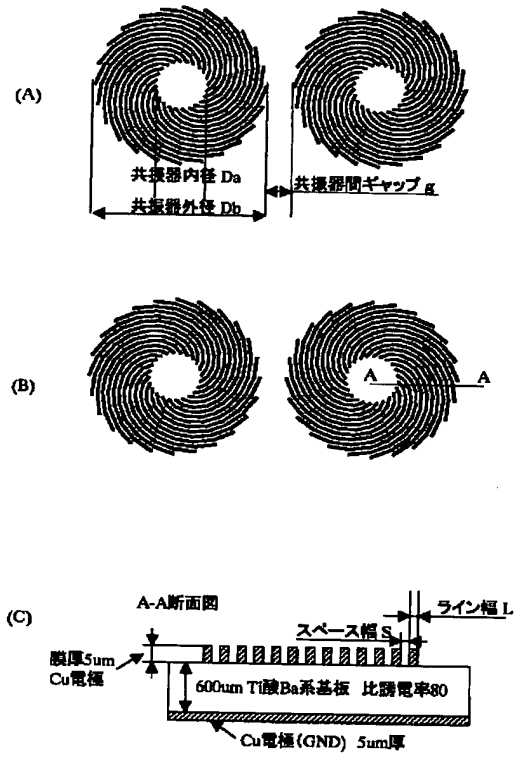
【図 14】



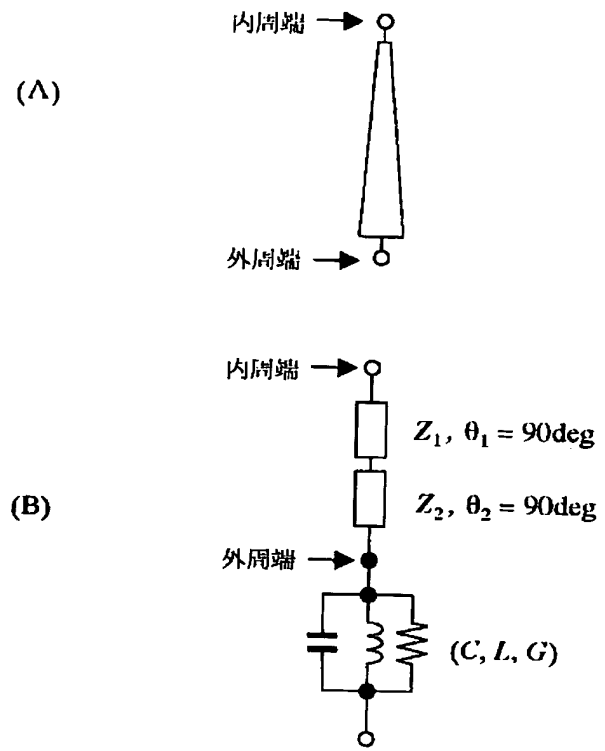
【図 15】



【図16】



【図18】



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1)$$

$$B_0 = \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2)$$

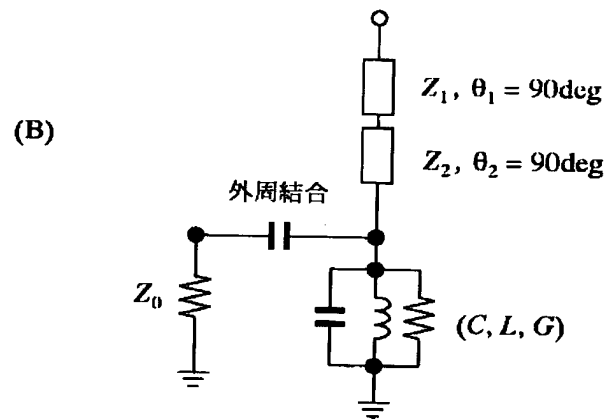
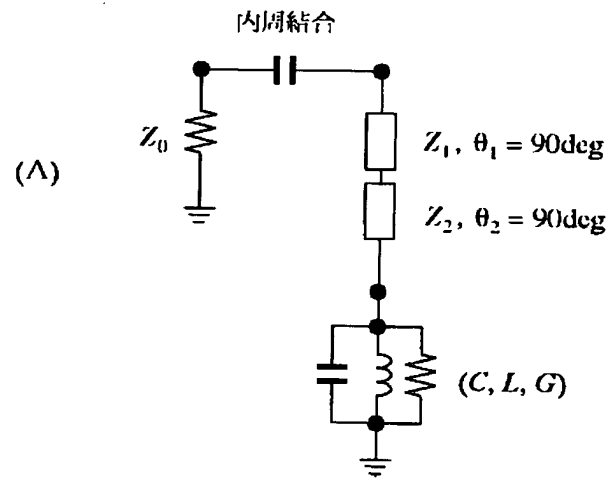
$$Q_0 = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{B_0}{G} \quad (3)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{Z_0}{B_1}}, \quad (4)$$

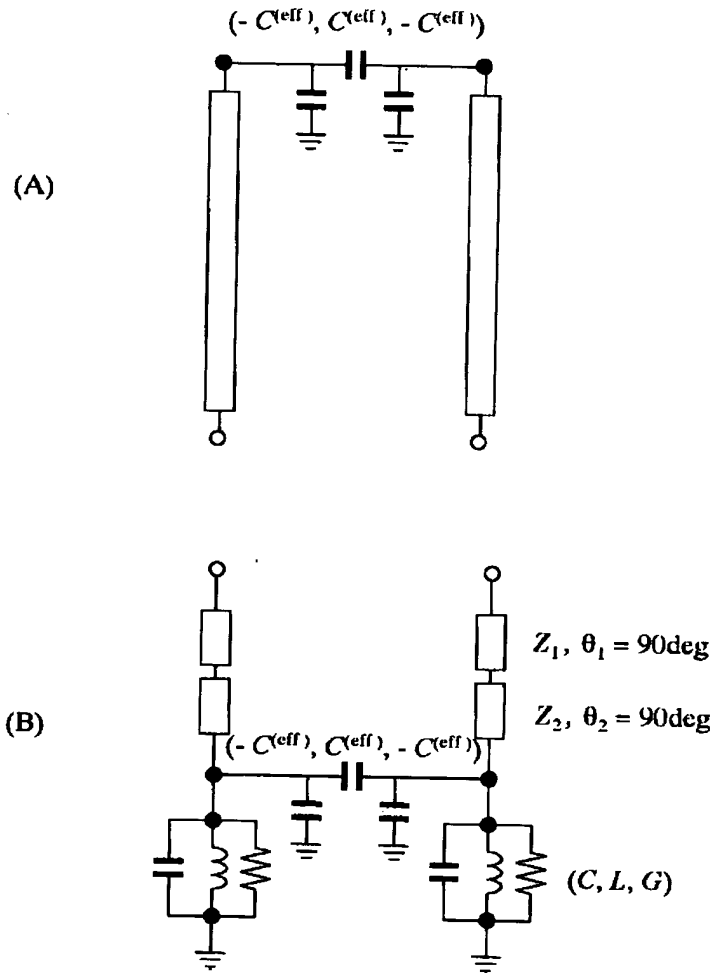
$$Z_2 = \sqrt{\frac{Z_0}{B_2}}, \quad B_2 = B_0 \quad (5)$$



【図 1 9】



【図21】



$$\begin{aligned}
 C^{(\text{eff})} &= \frac{k}{\omega \sqrt{B_{01} B_{02}}} \\
 &= \frac{k_c + k_L}{\omega \sqrt{B_{01} B_{02}}} \\
 &= C_m + \frac{M}{\sqrt{B_{01} B_{02} X_{01} X_{02}}} \quad (11)
 \end{aligned}$$

フロントページの続き

(72) 発明者 藤井 裕雄  
京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式  
会社村田製作所内

(72) 発明者 阿部 眞  
京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式  
会社村田製作所内

Fターム(参考) 5J006 HB03 HB12 HB13 JA01 JA11  
JA31 KA01 LA03 NA04 NB10  
NC02 PA03  
5K011 BA03 DA02 DA27 EA01 KA02